

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-229377 ✓

(43) 公開日 平成10年(1998) 8月25日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H 0 4 B 17/00

H 0 4 B 17/00

T

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号

特願平9-28961

(22) 出願日

平成9年(1997) 2月13日

(71) 出願人 000000572

アンリツ株式会社

東京都港区南麻布5丁目10番27号

(72) 発明者 板原 弘

東京都港区南麻布5丁目10番27号 アンリ

ツ株式会社内

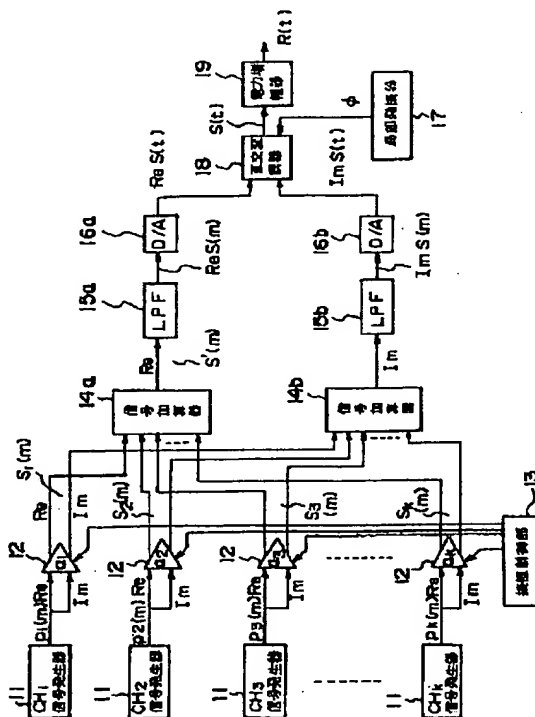
(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外5名)

(54) 【発明の名称】 試験信号発生装置

(57) 【要約】

【課題】 出力される合成試験信号 $S(t)$ における各チャネル相互間の特性変動要因を極力抑制する。

【解決手段】 自己チャネルに割当てられたCDMA方式のベースバンド信号を出力する複数の信号発生器11と、各信号発生器毎に、ベースバンド信号の信号レベルを調整する複数のレベル調節器12と、各レベル調節器から出力された各ベースバンド信号を加算して合成ベースバンド信号として出力する信号加算器14a、14bと、信号加算器から出力された合成ベースバンド信号が有する周波数成分を所定の周波数範囲に制限する帯域制限フィルタ15a、15bと、帯域制限フィルタから出力された合成ベースバンド信号を直交変調して合成変調信号として出力する直交変調器18と、直交変調器から出力された合成変調信号を電力増幅して合成試験信号として出力する電力増幅器19とを備えている。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 それぞれ自己チャネルに割当てられたCDMA方式のベースバンド信号を出力する複数の信号発生器(11)と、

この各信号発生器毎に設けられ、該当信号発生部から出力されたベースバンド信号の信号レベルを調整する複数のレベル調節器(12)と、

この各レベル調節器から出力された各ベースバンド信号を加算して合成ベースバンド信号として出力する信号加算器(14a, 14b)と、

この信号加算器から出力された合成ベースバンド信号が有する周波数成分を所定の周波数範囲に制限する帯域制限フィルタ(15a, 15b)と、

この帯域制限フィルタから出力された合成ベースバンド信号を直交変調して合成変調信号として出力する直交変調器(18)と、

この直交変調器から出力された合成変調信号を電力増幅して合成試験信号として出力する電力増幅器(19)とを備えた試験信号発生装置。

【請求項2】 それぞれ自己チャネルに割当てられたCDMA方式の変調信号を出力する複数の信号発生器(21)と、

この各信号発生器毎に設けられ、該当信号発生部から出力された変調信号の信号レベルを調整する複数のレベル調節器(22)と、

この各レベル調節器から出力された各変調信号を加算して合成変調信号として出力する信号加算器(24)と、

この信号加算器から出力された合成変調信号が有する周波数成分を所定の周波数範囲に制限する帯域制限フィルタ(25)と、

この帯域制限フィルタから出力された合成変調信号を電力増幅して合成試験信号として出力する電力増幅器(27)とを備えた試験信号発生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、自動車電話システム、携帯電話システム、簡易携帯電話システム等で採用されているCDMA（符号分割多元接続）通信システム係わり、特に、このCDMA通信システムに組込まれている各種電子装置の特性を測定するための試験信号を作成する試験信号発生装置に関する。

【0002】

【従来の技術】上述した各種移動体通信システムに採用されるCDMA通信システムにおいては、図5に示すように、一つの基地局1に対して同一周波数帯で、時分割アクセスを行うことなく、例えばk台の移動局（加入者端末）2が通信可能である。したがって、基地局1は、各移動局2から送信された各移動局2に割当てられたチャネルCH₁からチャネルCH_kまでのCDMA方式で変調されたkチャネル分の変調信号の合成変調信号を受信

2

する。基地局1は受信した合成変調信号に対して各チャネルに予め定められた各PN（擬似ランダム信号）パターン符号列でスペクトラム逆拡散処理を施して、合成変調信号から各チャネル毎の通信データを抽出する。

【0003】このような機能を有した基地局1が正常に動作することを確認するための試験信号を発生する試験信号発生装置は、例えば、図6に示すように構成されている。

【0004】この試験信号発生装置において、図5における各移動局2を想定したチャネルCH₁～チャネルCH_kまでのk台の信号発生器3は、それぞれ自己に割当てられたチャネルCH₁～CH_kに対応するCDMA方式のアナログのベースバンド信号p₁(t)～p_k(t)を出力する（tは時間）。各ベースバンド信号p₁(t)～p_k(t)の同相成分Re(t)及び直交成分Im(t)はそれぞれ帯域制限フィルタ4a、4bへ入力される。

【0005】各帯域制限フィルタ4a、4bは、所定の伝達関数h(t)を有しており、入力されたベースバンド信号p₁(t)～p_k(t)の通過周波数に対する帯域制限を実施して、新たなベースバンド信号s₁(t)～s_k(t)として出力する。各帯域制限フィルタ4a、4bから出力されたベースバンド信号s₁(t)～s_k(t)は、それぞれレベル調節器5で信号レベルが調節された後、それぞれ直交変調器6で直交変調される。

【0006】各直交変調器6から出力された変調信号は次の固定の増幅率Aを有した電力増幅器7で所定信号レベルまで電力増幅されたのち信号加算器8へ入力される。信号加算器8は各チャネルの変調信号を信号合成して最終的な合成試験信号R(t)として外部へ出力する。

【0007】なお、各レベル調節器5のゲインa₁～a_kはそれぞれ個別に振幅制御部9で制御される。また、各直交変調器6へは局部発振器10からそれぞれ局部発振信号が供給される。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した試験信号発生装置においてもまだ改良すべき次のような課題があった。すなわち、この試験信号発生装置においては、信号加算器8に入力されるまでの各チャネルの信号は各チャネル毎のそれぞれ個別の信号路を通る。したがって、この試験信号発生装置を構成する電子部品（ハードウェア）の構成数は、必要とするCDMAチャネル信号における多重数に比例して増加する。その結果、試験信号発生装置が大規模になる。

【0009】また、各チャネルの信号に対して各チャネル毎にそれぞれ独立に信号処理を実行している。その結果、たとえ各チャネルの信号路に組込まれた各電子部品が全く同一仕様であったとしても、チャネル相互間の信号線における遅延量τのばらつきや、各直交変調器6に用いる各局部発振信号の初期位相φのばらつきが存在する。

【0010】なお、一般に、この遅延量 τ のばらつきは主に各チャネル相互間における信号線路の不等長に起因して発生し、また、初期位相 ϕ のばらつきは主に局部発振器10と各直交変調器6との間の各チャネル相互間における信号線の不等長に起因して発生する。

【0011】現在、稼働しているCDMA通信システムの一つである北米デジタルセルラー電話システム標準(以下、TIA/EIA/IS-95と省略する)においては、図6に示すように、信号多重化手法としてCDMA変調方式にさらに直交変調方式を付加している。

【0012】したがって、基地局1では直交する拡散符号を用いてCDMAチャネルの割当てを行うために、各チャネル間には非常に高精度で同期している必要がある。このため、チャネル相互間の遅延量 τ のばらつきや、各直交変調器6に用いる各局部発振信号の初期位相 ϕ のばらつきはCDMA通信システム全体の通信品質に悪影響を与える。

$$s_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} p_n(t) H(t-\tau) dt$$

【0017】次に、図6に示すように、各チャネルにおける信号線路に発生する各ベースバンド信号 $s_1(t) \sim s_K(t)$ の遅延量を $\tau_1 \sim \tau_K$ とする。また、それぞれゲイン $a_1 \sim a_K$ を有する各レベル調節器5で信号レベルが調整された後の各ベースバンド信号 $s_1(t) \sim s_K(t)$ の振幅を $\alpha_1 \sim \alpha_K$ とする。さらに、(1)式で求めた各ベースバンド信号 $s_1(t) \sim s_K(t)$ を単純に合成

$$S(t) = \sum_{n=1}^K \alpha_n s_n(t - \tau_n)$$

【0019】また、局部発振器10から各直交変調器6へ印加する局部発振信号の初期位相を $\phi_1 \sim \phi_K$ とすると、最終的な合成試験信号 $R(t)$ は合成ベースバンド信号 $S(t)$ の実数部分と虚数部分との積で示されるので、

$$R(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=1}^K \alpha_n s_n(t - \tau_n) \exp(j(\omega_0 + \phi_n)) \right] \quad \dots (3)$$

【0021】例えば、前述したTIA/EIA/IS-95の基地局信号のような直交(同期直交)型のCDMA信号においては、前述したチャネル相互間の遅延量 τ のばらつきや、各直交変調器に用いる各局部発振信号の初期位相 ϕ のばらつき等に起因する直交ずれが生じていないと仮定した場合における、理想の合成ベースバンド

$$\rho_n' = \frac{\left| \int_{\sigma_2}^{\sigma_1} S'(t) s_n(t) dt \right|^2}{\int_{\sigma_2}^{\sigma_1} |S'(t)|^2 dt \cdot \int_{\sigma_2}^{\sigma_1} |s_n(t)|^2 dt} = \alpha_n^2$$

【0013】したがって、CDMA通信システムを構成する各種電子装置の特性を評価するために、該当電子装置に対して試験信号を印加する試験信号発生装置においても、各チャネル相互間の遅延量 τ のばらつきや各局部発振信号の初期位相 ϕ のばらつきを最小限に抑制する必要がある。

【0014】ここで、このチャネル相互間の遅延量 τ のばらつきや各局部発振信号の初期位相 ϕ のばらつきが最終的に出力される合成試験信号 $R(t)$ に与える影響を定量的に求める。

【0015】まず、各帯域制限フィルタ4a, 4bから出力されるアナログのベースバンド信号 $s_n(t)$ は各帯域制限フィルタ4a, 4bの各伝達関数 $H(t)$ を用いて(1)式で示される。

【0016】

【数1】

... (1)

した合成ベースバンド信号を $S(t)$ とすると、この合成ベースバンド信号 $S(t)$ は(2)式で示される。なお、各電力増幅器7の増幅率 A は固定であるので考慮していない。

【0018】

【数2】

... (2)

(3)式となる。

【0020】

【数3】

信号 $S'(t)$ と各チャネルのベースバンド信号 $s_n(t)$ との間の相関(内積)電力値 ρ_n' は理想的に(4)式で示される。なお、各ベースバンド信号 $s_n(t)$ の振幅値は α_n である。

【0022】

【数4】

$$S'(t) = \sum_{n=1}^K s_n(t) \quad \dots (4)$$

【0023】なお、(4)式における積分区間 (σ_1, σ_2) は、各ベースバンド信号が直交同期している区間で

5

ある。そして、この積分区間 (σ_1 , σ_2) は拡散コード (PN パターン符号列) の周期長である。

【0024】すなわち、直交同期が保証された信号では任意のチャネルが他のチャネルに与える干渉は生じない。その結果、相関 (内積) 電力値 ρ_n は復調シンボルの受信電力値となる。この場合、理想的な各チャネルのベースバンド信号 $s_n(t)$ の振幅値は前述したように α_n であるので、受信した電力は損失がなくて、(4) 式

$$\rho_n = \frac{\int_{\sigma_2}^{\sigma_1} \left| \sum_{n=1}^k \alpha_n s_n(t - \tau_n) \exp(j\phi_n) s_n(t) \right|^2 dt}{\int_{\sigma_2}^{\sigma_1} \left| \sum_{n=1}^k \alpha_n s_n(t - \tau_n) \exp(j\phi_n) \right|^2 dt \cdot \int_{\sigma_2}^{\sigma_1} |S'(t)|^2 dt} \\ = \alpha_n^2 (1 - \lambda_n) \quad \dots (5)$$

【0027】すなわち、この場合は、初期位相 ϕ_n のばらつきや遅延量 τ_n のばらつきに起因する非直交性により、任意のチャネルのベースバンド信号 $s_1(t) \sim s_k(t)$ が他のチャネルのベースバンド信号 $s_1(t) \sim s_k(t)$ に対して λ_n の干渉電力 (受信利得又は受信損失) を与えることが理解できる。

【0028】また、任意のチャネル自身も干渉電力 λ_n の影響を受ける。このため、CDMAチャネル全体からみれば干渉が増加することになり、このような信号を受信する受信装置の受信品質が悪化する。

【0029】また、CDMA通信システムの回線品質は、一般に、信号対雑音比 (SNもしくはEb/N) と受信誤り率 (ビット誤り率BER, シンボル誤り率SER, フレーム誤り率FER) の関係で評価され管理される。

【0030】このとき、高精度な振幅制御器により信号加算器8へ入力する前の各変調信号であるCDMAチャネル信号を制御して信号対雑音比を一定に管理しようとしても、直交性が崩れている信号ではチャネル多重数などによっても更に非直交性が変化するため、簡単に管理不可能となる。

【0031】特に、CDMA通信システムの各電子装置の評価などに用いられる試験信号発生装置においては、最終的に出力される合成試験信号 $R(t)$ におけるこの非直交性により生じる信号品質の悪化を極力抑制する必要がある。

【0032】前述したように、CDMAチャネル間の非直交性は各々独立した信号処理により各チャネル信号を生成することに起因している。また、これらはD/A変換の変換タイミングずれを含むアナログ信号処理過程及び信号線路における伝搬遅延により生じるものである。

【0033】本発明はこのような事情に鑑みてなされたものであり、信号加算器までの各チャネルの信号路に存在する信号処理部品を極力減少することによって、各チャネル毎の信号処理を少なくでき、各チャネル信号相互間

6

に示すように、振幅値の2乗値である α_n^2 となる。

【0025】しかしながら、現実には、各CDMAチャネルのベースバンド信号 $s_1(t) \sim s_k(t)$ 相互間には、初期位相 ϕ_n のばらつきや遅延量 τ_n のばらつきが生じているので、実際の相関 (内積) 電力値 ρ_n は(5)式で示される。

【0026】

【数5】

の初期位相や遅延量のばらつきを抑制でき、かつ装置に組込まれる信号処理部材の数を減少でき、少ない費用で高品質の試験信号を得ることができる試験信号発生装置を提供することを目的とする。

【0034】

【課題を解決するための手段】上記課題を解消するため、本発明の試験信号発生装置においては、それぞれ自己チャネルに割当てられたCDMA方式のベースバンド信号を出力する複数の信号発生器と、この各信号発生器毎に設けられ、該当信号発生部から出力されたベースバンド信号の信号レベルを調整する複数のレベル調節器と、この各レベル調節器から出力された各ベースバンド信号を加算して合成ベースバンド信号として出力する信号加算器と、この信号加算器から出力された合成ベースバンド信号が有する周波数成分を所定の周波数範囲に制限する帯域制限フィルタと、この帯域制限フィルタから出力された合成ベースバンド信号を直交変調して合成変調信号として出力する直交変調器と、この直交変調器から出力された合成変調信号を電力増幅して合成試験信号として出力する電力増幅器とを備えている。

【0035】このように構成された試験信号発生装置においては、各チャネルの信号発生器から出力された各ベースバンド信号はそれぞれレベル調節器でレベル調整された後、信号加算器で信号合成される。そして、信号合成された後に帯域制限フィルタで周波数が帯域制限され、その後、直交変調され、電力増幅されて、最終の合成試験信号となる。

【0036】したがって、信号加算器までの各チャネルの信号路に存在する信号処理部品はレベル調節器のみとなり、各チャネル毎に設けられていた帯域制限フィルタや直交変調器や電力増幅器は信号加算器の後段に移動している。その結果、各チャネル毎の信号処理が少くなり、この試験信号発生装置に組込まれる信号処理部材数が減少する。

【0037】さらに、直交変調器は各チャネル毎に設け

られていないので、局部発振信号のチャネル相互間における初期位相のばらつきは発生しない。また、別の発明の試験信号発生装置においては、それぞれ自己チャネルに割当てられたCDMA方式の変調信号を出力する複数の信号発生器と、この各信号発生器毎に設けられ、該当信号発生部から出力された変調信号の信号レベルを調整する複数のレベル調節器と、この各レベル調節器から出力された各変調信号を加算して合成変調信号として出力する信号加算器と、この信号加算器から出力された合成変調信号が有する周波数成分を所定の周波数範囲に制限する帯域制限フィルタと、この帯域制限フィルタから出力された合成変調信号を電力増幅して合成試験信号として出力する電力増幅器とを備えている。

【0038】この発明の試験信号発生装置には直交変調器は組込まれていない。したがって、この試験信号発生装置から出力される合成試験信号はCDMA方式で変調されているが直交変調されていない。

【0039】このような構成であっても、信号加算器までの各チャネルの信号路に存在する信号処理部品はレベル調節器のみとなり、各チャネル毎に設けられていた帯域制限フィルタや電力増幅器は信号加算器の後段に位置している。その結果、各チャネル毎の信号処理が少くなり、この試験信号発生装置に組込まれる信号処理部材数が減少する。

【0040】

【発明の実施の形態】以下本発明の各実施形態を図面を用いて説明する。

（第1実施形態）図1は本発明の第1実施形態の信号発生装置の概略構成を示すブロック図である。

【0041】各移動局を想定したチャネル $CH_1 \sim$ チャネル CH_k までの k 台の各信号発生器11は、CDMA（符号分割多元接続）方式を用いて、所定の試験データを自己のチャネルに予め指定された他のチャネルとは異なるPNパターン符号列でスペクトラム拡散して得られたデータを、このデータの送信レート（送信速度）に対応するクロックに同期して、デジタルのベースバンド信号 $p_1(m)$ 、 $p_2(m)$ 、 $p_3(m)$ 、 \dots 、 $p_n(m)$ 、 \dots 、 $p_k(m)$ として出力する。

【0042】このデジタルの各ベースバンド信号 $p_n(m)$ は同相成分 $Re\ p_n(m)$ と直交成分 $Im\ p_n(m)$ とで構成されている。但し、 $m(=0, 1, 2, 3 \dots)$ は出力時系列の各時刻（値）を示し、時刻（値） m が大きいほど各信号発生器11からの出力時刻が遅いことを示す。

【0043】各信号発生器11から出力されたベースバンド信号 $p_1(m) \sim p_k(m)$ はそれぞれデジタルのゲイン調節器12へ入力される。各ゲイン調節器12は振幅制御部13にて設定された各ゲイン $a_1 \sim a_k$ に従って各ベースバンド信号 $p_1(m) \sim p_k(m)$ の振幅 $\alpha_1 \sim \alpha_k$ を調整して、新たなベースバンド信号 $s_1(m) \sim s_k(m)$ として出力する。

【0044】各ゲイン調節器12から出力されたゲイン調整済みの各ベースバンド信号 $s_1(m) \sim s_k(m)$ の同相成分 $Re\ s_n(m)$ 及び直交成分 $Im\ s_n(m)$ はそれぞれ個別のデジタルの信号加算器14a、14bへ入力される。

【0045】一方の信号加算器14aは、入力された k 個のベースバンド信号 $s_1(m) \sim s_k(m)$ の同相成分 $Re\ s_n(m)$ を信号合成して一つの合成ベースバンド信号 $Re\ S(m)$ として次の帯域制限フィルタ17aへ送出する。同様に、他方の信号加算器14bは、入力された k 個のベースバンド信号 $s_1(m) \sim s_k(m)$ の直交成分 $Im\ s_n(m)$ を信号合成して一つの合成ベースバンド信号 $Im\ S(m)$ として次の帯域制限フィルタ17bへ送出する。

【0046】各帯域制限フィルタ15a、15bは、ローパス型の伝達関数 $H(m)$ を有するデジタルフィルタで構成されており、入力された各合成ベースバンド信号 $Re\ S(m)$ 、 $Im\ S(m)$ の通過周波数成分を予め設定された周波数範囲に帯域制限する。この予め設定された周波数範囲とは、前述した所定の試験データをPNパターン符号列でスペクトラム拡散した場合における周波数範囲であり、例えば搬送周波数 f_c を中心に1.25MHzの周波数範囲である。

【0047】また、デジタルフィルタにおける伝達関数 $H(m)$ は、このデジタルフィルタの特性をシミュレートした場合におけるフィルタ係数系列である。各帯域制限フィルタ15a、15bで帯域制限された各合成ベースバンド信号 $Re\ S(m)$ 、 $Im\ S(m)$ はそれぞれD/A変換器16a、16bへ入力される。D/A変換器16a、16bは入力されたデジタルの各合成ベースバンド信号 $Re\ S(m)$ 、 $Im\ S(m)$ をそれぞれアナログの各合成ベースバンド信号 $Re\ S(t)$ 、 $Im\ S(t)$ へ変換して、次の直交変調器18へ送出する。

【0048】直交変調器18は、局部発振器17から入力される局部発振信号で、入力されたアナログの各合成ベースバンド信号 $Re\ S(t)$ 、 $Im\ S(t)$ に対して直交変調処理を実行してアナログの合成変調信号 $S(t)$ として出力される。

【0049】直交変調器18から出力されたアナログの合成変調信号 $S(t)$ は次の所定の増幅率 A を有した電力増幅器19で電力増幅されて、最終の合成試験信号 $R(t)$ として外部へ出力される。

【0050】このように構成された試験信号発生装置において、帯域制限フィルタ15a、15b及び電力増幅器19は、各チャネル毎の各ベースバンド信号 $s_1(m) \sim s_k(m)$ をそれぞれ信号合成する信号加算器14a、14bの後段に配設されている。

【0051】したがって、図6に示した従来装置のように各チャネル毎に帯域制限フィルタ4a、4b及び電力増幅器7を設置する場合に比較して、必要とする帯域制

限フィルタ及び電力増幅器の設置数を大幅に節減できる。よって、装置全体の構成が簡素化できると共に、製造費を大幅に節減できる。特に、大規模なデバイス要素を有するデジタルフィルタで構成された帯域制限フィルタ15a, 15bの節減効果は図り知れない。

【0052】また、本実施形態においては、帯域制限フィルタ15a, 15bをデジタルフィルタで構成している。デジタルフィルタは、伝達関数 $H(m)$ の設定精度を向上することによって、簡単にその周波数特性を図3に示すように、急峻な立上り特性及び立下り特性を得ることができるので、従来装置に比較して、周波数方向に隣接する隣接チャネルに対する漏洩電力をより一層低減できる。

【0053】さらに、装置全体の電力消費量が節減できる。すなわち、現在、一般的なデジタル信号処理用のデバイスのロジック回路はCMOSロジックで構成されている。CMOSロジックの電力消費量は、動作速度にほぼ比例して増加する。通常、デジタルフィルタは入力信号の4倍以上（オーバーサンプリングレート >4 ）で動作する。

【0054】図1の第1実施形態装置において各ベースバンド信号 $s_1(m) \sim s_k(m)$ を総加算した合成ベースバンド信号 $S'(m)$ がデジタルフィルタで構成された帯域制限フィルタ15a, 15bに

$$s_n(m) = \alpha_n p_n(m)$$

次に、各信号加算器14a, 14bから出力される同相成分の合成ベースバンド信号 $ReS(m)$ と直交成分の合成ベースバンド信号 $ImS(m)$ を合成した合成ベースバンド信号 $S'(m)$ は(7)式で示される。

$$S'(n) = \sum_{n=1}^k s_n(n) = \sum_{n=1}^k \alpha_n s_n(n) \quad \dots (7)$$

【0060】さらに、この合成ベースバンド信号 $S'(m)$ をデジタルの帯域制限フィルタ15a, 15bで帯域制限すると(8)式の合成ベースバンド信号 $S''(m)$ が

$$S''(n) = \sum_{n=0}^{M-1} S'(n) H(n-b) \quad \dots (8)$$

【0062】このように、試験信号発生装置の大半の信号処理をデジタル信号処理で実施しているので、信号加算器14a, 14bで信号合成した後の合成ベースバンド信号 $S'(m)$ は(7)式に示すように、従来装置における(2)式で示す合成ベースバンド信号 $S(t)$ と比較して明らかなように、各チャネル相互間の信号線路の不等長に起因する遅延量 τ のばらつきの影響を排除することができる。

【0063】すなわち、この時点で、信号線路における伝搬遅延が及ぼすベースバンド信号の非直交性要因は理論的に生じなくなる。さらに、1台の直交変調器18のみが信号加算器14a, 14bの後段に配設されている。したがって、図6に示した従来装置のように、複数の直交変調器6が信号加算器8の前段の各チャネルの信

号線路に設置されていた場合に生じる局部発振信号の初期位相 ϕ のばらつきに起因する最終的に出力される合成試験信号に与える影響を排除できる。

【0055】このため、合成ベースバンド信号 $S'(m)$ に対する帯域制限フィルタ15a, 15bによるデジタルフィルタ処理を行う前にレベル調整器12及び信号加算器14a, 14bでデジタル乗算及びデジタル加算が行われるために、デジタル乗算器・加算器は D/L の動作速度のみしか要求されない。

【0056】これに対して、図6に示した従来装置においては、信号加算する前に、帯域制限処理、直交変換処理、電力増幅処理が各チャネル毎に実施されるので、電力消費量は大きい。

【0057】次に、各チャネルの信号線路に発生する遅延量 τ について検証する。図1において、各加算器14a, 14bへ入力されるレベル調整後の各ベースバンド信号 $s_n(m)$ は(6)式で示される。

【0058】 $\dots (6)$
ンド信号 $S'(m)$ は(7)式で示される。

【0059】
【数6】

$$\dots (7)$$

得られる。

【0061】
【数7】

$$\dots (8)$$

【0064】また、前述したように、本実施形態においては、各チャネルの信号をデジタル処理で信号レベル調整及び信号加算処理しているために、温湿度や周波数特性、アイソレーション、リニアリティ（歪み）などアナログ振幅制御器・加算器により生ずるCDMAチャネル振幅制御への悪影響が理論的に存在しなくなることから、非常に高精度に各チャネルの振幅比を設定可能となる。

【0065】次に、本実施形態の試験信号発生装置を、前述したTIA/EIA/IS-95に準拠した信号生成法に適用した結果を図2に示す。図2は0～63チャ

50

ネルにおける前述した(4)式を基本にして符号領域(1～m)における各受信電力 $\rho_1 \sim \rho_{63}$ を測定した結果である。この場合、表1に示すように、各チャネルの電力比を設定した。

【0066】

【表1】

n	$\log_{10} \frac{\alpha_n^2}{\sum_{n=1}^k \alpha_n^2} (= \log_{10} \rho'_n)$
0	-7.00 dB
1	-12.00 dB
32	-16.00 dB
15	-15.62 dB
63	-1.64 dB

表1

その結果、表2に示す結果が得られた。

【0067】

【表2】

n	$\log_{10} \rho_n$
0	-7.02 dB
1	-12.03 dB
32	-16.03 dB
15	-15.64 dB
63	-1.64 dB

表2

【0068】表2の結果によると、各チャネル共に電力損失 λ_n は1%以下であり、符号領域における受信電力 ρ_n の測定精度に近い性能を示していることから、非常に高精度な直交性を確立できていることが実証された。

【0069】また、実際に出力されていないCDMAチャネル信号の符号領域における受信電力 ρ_n が約-50 dB (0.00001)に抑圧できていることから証明される。

【0070】(第2実施形態)図4は本発明の第2実施形態の試験信号発生装置の概略構成を示すブロック構成図である。

【0071】1チャネルからkチャネルまでのk台の信号発生器21は、CDMA方式を用いて、所定の試験データを自己のチャネルに予め指定された他のチャネルとは異なるPNパターン符号列でスペクトラム拡散して得られたデータを、このデータの送信レート(送信速度)に対応するクロックに同期して、デジタルの変調信号 $q_1(m)$, $q_2(m)$, $q_3(m)$, ..., $q_n(m)$, ..., $q_k(m)$ として出力する。

【0072】各信号発生器21から出力されたデジタル

の変調信号 $q_1(m) \sim q_k(m)$ はそれぞれデジタルのゲイン調節器22へ入力される。各ゲイン調節器22は振幅制御部23にて設定された各ゲイン $a_1 \sim a_k$ に従って各変調信号 $q_1(m) \sim q_k(m)$ の振幅 $\alpha_1 \sim \alpha_k$ を調整して、新たな変調信号 $r_1(m) \sim r_k(m)$ として出力する。

【0073】各ゲイン調節器22から出力された各変調信号 $r_1(m) \sim r_k(m)$ は信号加算器24で信号合成されて、一つの合成変調信号 $Q(m)$ となる。信号加算器24から出力された一つの合成変調信号 $Q(m)$ は帯域制限フィルタ25へ入力される。デジタルフィルタで構成された帯域制限フィルタ25は、図1に示す第1実施形態における各帯域制限フィルタ15a, 15bと同様に、伝達関数 $H(m)$ を有するデジタルフィルタで構成されており、入力された合成変調信号 $Q(m)$ の通過周波数成分を予め設定された周波数範囲に帯域制限する。

【0074】帯域制限フィルタ25から出力されたデジタルの合成変調信号 $Q(m)$ は次のD/A変換器26でアナログの合成変調信号 $Q(t)$ へ変換する。D/A変換器26から出力されたアナログの合成変調信号 $Q(t)$ は次の所定の増幅率Aを有した電力増幅器27で電力増幅されて、最終の合成試験信号 $R(t)$ として外部へ出力される。

【0075】このように構成された第2実施形態の試験信号発生装置においては、図1に示す第1実施形態の試験信号発生装置と比較して、直交変調器18が除去されている。すなわち、この第2実施形態の試験信号発生装置から出力される合成試験信号 $R(t)$ はCDMA方式で変調されているが直交変調されていない。

【0076】しかし、このような構成の試験信号発生装置においても、帯域制限フィルタ25及び電力増幅器27は信号加算器24の後段に設置されているので、必要とする電子構成部材数を節減でき、図1に示す第1実施形態装置とほぼ同様の効果を得ることが可能である。

【0077】

【発明の効果】以上説明したように本発明の試験信号発生装置においては、帯域制限フィルタや電力増幅器を信号加算器の後段に移設して、信号発生器から信号加算器までの各チャネルの信号路に存在する信号処理部品を極力減少させている。

【0078】したがって、各チャネル毎の信号処理を少なくでき、最終的に出力される合成試験信号に含まれる各チャネル信号相互間の位相や遅延量のばらつきに起因する不良要因を抑制でき、かつ装置に組込まれる信号処理部材の数を減少でき、少ない費用で高品質の試験信号を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1実施形態の試験信号発生装置の概略構成を示すブロック図

【図2】 同第1実施形態装置における受信電力の測定

結果を示す図

【図3】 同第1実施形態装置における帯域制限フィルタの周波数特性を示す図

【図4】 本発明の第2実施形態の試験信号発生装置の概略構成を示すブロック図

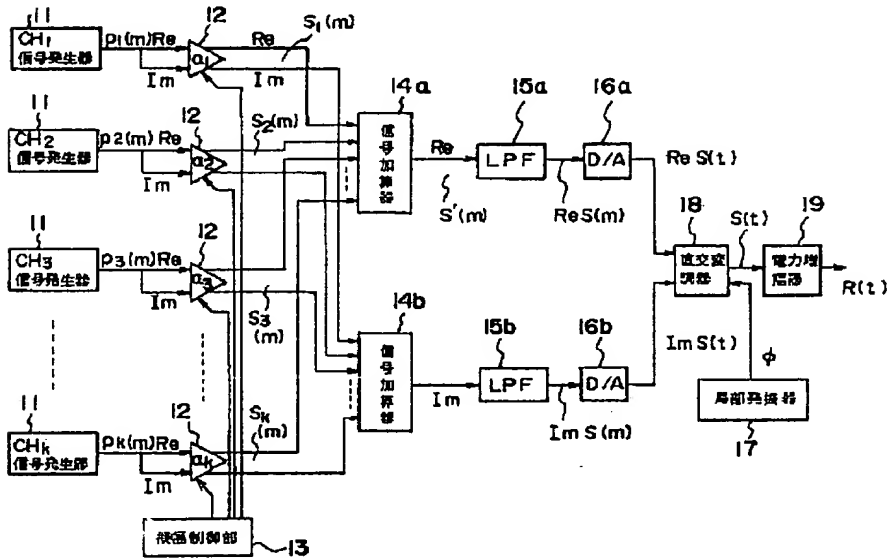
【図5】 一般的なデジタル通信システムを示す模式図

【図6】 従来の試験信号発生装置の概略構成を示すブロック図

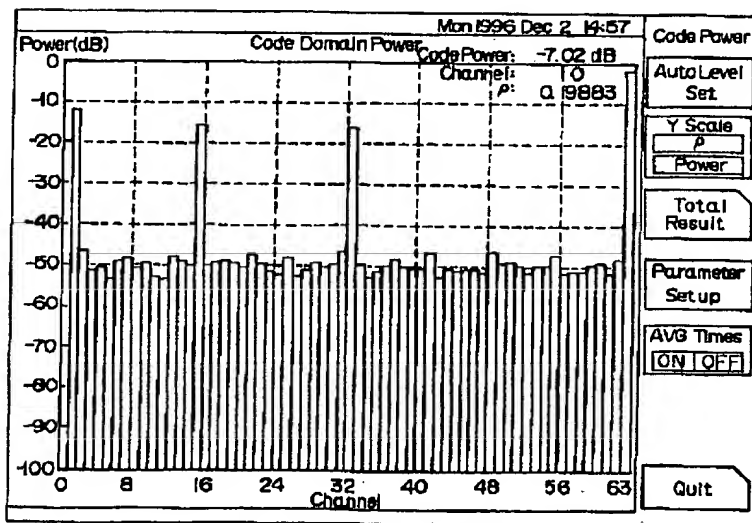
【符号の説明】

- 11, 21…信号発生器
12, 22…レベル調節器
13, 23…振幅制御部
14a, 14b, 24…信号加算器
15a, 15b, 25…帯域制限フィルタ
16a, 16b, 26…D/A変換器
17…局部発振器
18…直交変調器
19, 27…電力増幅器

【図1】

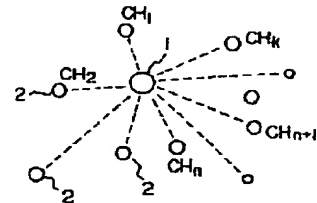


【図2】

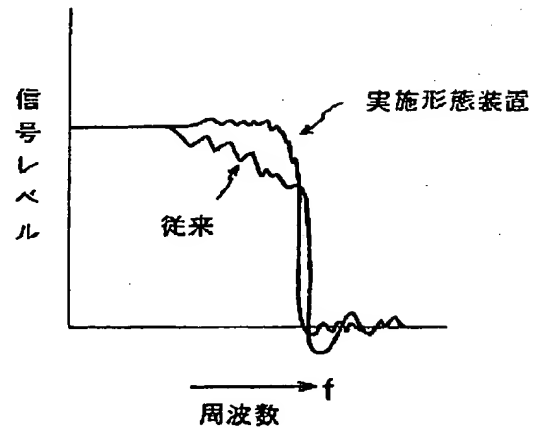


符号領域受信電力 P_n 測定結果

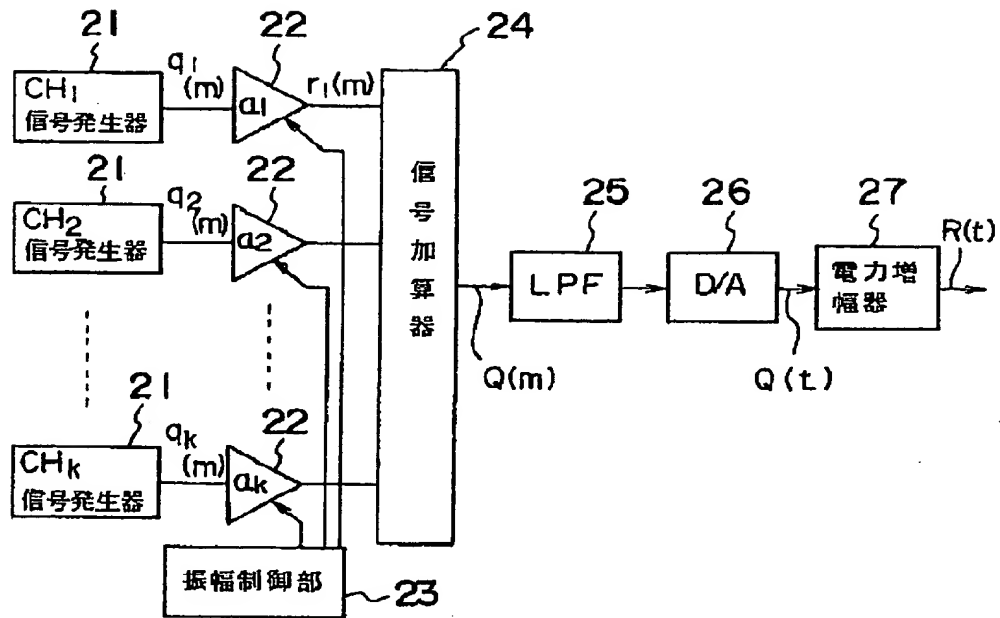
【図5】



【図3】



【図 4】



【図6】

